

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2019-153977

(P2019-153977A)

(43) 公開日 令和1年9月12日 (2019.9.12)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO1P 1/32 (2006.01)	HO1P 1/32	5J014
HO1P 3/08 (2006.01)	HO1P 3/08 100	5J045
HO1Q 13/20 (2006.01)	HO1Q 13/20	

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2018-39017 (P2018-39017)  
 (22) 出願日 平成30年3月5日 (2018.3.5)

(71) 出願人 504255685  
 国立大学法人京都工芸繊維大学  
 京都府京都市左京区松ヶ崎橋上町1番地  
 (74) 代理人 100101454  
 弁理士 山田 卓二  
 (74) 代理人 100125874  
 弁理士 川端 純市  
 (72) 発明者 上田 哲也  
 京都府京都市左京区松ヶ崎橋上町1番地  
 国立大学法人京都工芸繊維大学内  
 (72) 発明者 金田 拓海  
 京都府京都市左京区松ヶ崎橋上町1番地  
 国立大学法人京都工芸繊維大学内  
 Fターム(参考) 5J014 CA42 CA53  
 5J045 AA03 AB05 DA12 EA07 HA03  
 MA07

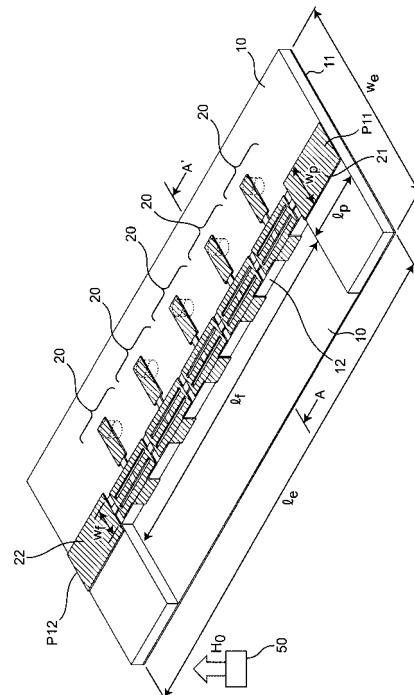
(54) 【発明の名称】 非相反伝送線路装置及びアンテナ装置

(57) 【要約】

【課題】高い効率でかつ複数のバンドで動作可能である非相反伝送線路装置等を提供する。

【解決手段】非相反伝送線路装置は、マイクロ波の伝送線路部分と、並列共振回路を含む直列枝の回路と、直列共振回路を含みかつ伝送線路部分から分岐して当該直列共振回路を介して接地される第1の並列枝の回路と、誘導性素子を等価的に含みかつ伝送線路部分から分岐して当該誘導性素子を介して接地される第2の並列枝の回路とを備えた少なくとも1つの単位セル回路を備えて構成され、かつ、順方向の伝搬定数と逆方向の伝搬定数とが互いに異なるように構成される。各単位セルの伝送線路部分は、マイクロ波の伝搬方向に対して異なる方向に磁化されてジャイロ異方性を有するように自発磁化を有するか又は外部磁界により磁化され、直列枝の回路の共振周波数と、第1及び第2の並列枝の回路の共振周波数を異なるように設定することで、少なくとも2つの周波数で共振する。

【選択図】 図4



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

マイクロ波の伝送線路部分と、並列共振回路を含む直列枝の回路と、直列共振回路を含みかつ上記伝送線路部分から分岐して当該直列共振回路を介して接地される第 1 の並列枝の回路と、誘導性素子を等価的に含みかつ上記伝送線路部分から分岐して当該誘導性素子を介して接地される第 2 の並列枝の回路とを備えた少なくとも 1 つの単位セル回路を備えて構成され、かつ、順方向の伝搬定数と逆方向の伝搬定数とが互いに異なるように構成された非相反伝送線路装置であって、

上記各単位セルの伝送線路部分は、上記マイクロ波の伝搬方向に対して異なる方向に磁化されてジャイロ異方性を有するように自発磁化を有するか又は外部磁界により磁化され、

上記直列枝の回路の共振周波数と、上記第 1 及び第 2 の並列枝の回路の共振周波数を異なるように設定することで、少なくとも 2 つの周波数で共振することを特徴とする非相反伝送線路装置。

## 【請求項 2】

上記第 1 の並列枝の回路は、容量性素子と、誘導性素子との直列回路とを含むことを特徴とする請求項 1 記載の非相反伝送線路装置。

## 【請求項 3】

上記第 2 の並列枝の回路は、誘導性素子を含むことを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の非相反伝送線路装置。

## 【請求項 4】

上記直列枝の回路は、

隣接する各単位セル回路間に接続された容量性素子と、

上記伝送線路部分の長手方向を有するように並置された 3 本のストリップ導体と、

上記 3 本のストリップ導体のうち、両端のストリップ導体の間に配置されたストリップ導体の実質的な中央部に接続された容量性素子と

を含むことを特徴とする請求項 1 ~ 3 のうちのいずれか 1 つに記載の非相反伝送線路装置。

## 【請求項 5】

請求項 1 ~ 4 のうちのいずれか 1 つに記載の非相反伝送線路装置と、

上記非相反伝送線路装置にマイクロ波を入力する給電線路とを備えたことを特徴とするアンテナ装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、デュアルバンドで動作する非相反伝送線路装置と、それを用いたアンテナ装置に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

特許文献 1 において、広帯域で高周波信号を伝送できる非相反メタ材料伝送線路装置及びアンテナ装置が提案されている。

## 【0003】

また、特許文献 2 では、伝送線路を用いたマルチバンドフィルタにおいて、複数のフィルタを近接して合成した場合でも、帯域外のアイソレーション特性を改善したマルチバンドフィルタが開示されている。

## 【0004】

上記の特許文献 1, 2 のほか、2 周波で動作するメタ材料伝送線路は既に提案され（例えば、非特許文献 1 参照）、伝搬方向により屈折率が正負入れ替わる非相反メタ材料伝送線路及びビーム走査アンテナへの応用も既に提案されている（例えば、非特許文献 2 参照）。しかし、典型的なビーム走査アンテナとしては、フェーズドアレーアン

10

20

30

40

50

テナが主流であり、簡易にビーム走査可能なアンテナとして伝送線路からなる漏れ波アンテナが提案されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開2017-152781号公報

【特許文献2】特開2016-005822号公報

【非特許文献】

【0006】

【非特許文献1】A. Rennings et al., "Extended Composite Right/Light-Handed (E-CR LH) Metamaterial and its Application as Quadband Quarter-Wavelength Transmission Line," Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2016. 10

【非特許文献2】George V. Eleftheriades et al., "A Generalized Negative-Refractive-Index Transmission-Line (NRI-TL) Metamaterial for Dual-Band and Quad-Band Applications," IEEE Microwave Wireless components Letters, Vol. 17, No. 6, pp.415-417, June 2017.

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

しかしながら、2周波で動作する従来例のメタマテリアル線路は相反線路に限定され、非相反メタマテリアル伝送線路及びビーム走査アンテナへの応用としては、従来技術では一周波動作のみ可能であった。 20

【0008】

また、フェーズドアレーアンテナは多数のアンテナ素子から構成されるが、ビーム走査の際に各アンテナ素子に接続された移相器を独立に制御する必要があり、制御システムが複雑で負荷が大きいという問題点があった。さらに、漏れ波アンテナは一方向伝搬のみで放射効率が低いという問題点があった。

【0009】

従来例のビーム走査アンテナよりも簡易でかつ高効率なビーム走査を可能にする新しい技術として、非相反メタマテリアルからなる共振タイプの漏れ波アンテナを既に提案しているが（例えば、特許文献1参照）、従来非相反線路では一周波帯域でのみ動作可能であった。 30

【0010】

本発明の目的は以上の問題点を解決し、従来技術に比較して高い効率を有し、複数のバンドで動作可能である非相反伝送線路装置及びアンテナ装置及びそれを用いたアンテナ装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0011】

第1の発明にかかる非相反伝送線路装置は、マイクロ波の伝送線路部分と、並列共振回路を含む直列枝の回路と、直列共振回路を含みかつ上記伝送線路部分から分岐して当該直列共振回路を介して接地される第1の並列枝の回路と、誘導性素子を等価的に含みかつ上記伝送線路部分から分岐して当該誘導性素子を介して接地される第2の並列枝の回路とを備えた少なくとも1つの単位セル回路を備えて構成され、かつ、順方向の伝搬定数と逆方向の伝搬定数とが互いに異なるように構成された非相反伝送線路装置であって、 40

上記各単位セルの伝送線路部分は、上記マイクロ波の伝搬方向に対して異なる方向に磁化されてジャイロ異方性を有するように自発磁化を有するか又は外部磁界により磁化され、

上記直列枝の回路の共振周波数と、上記第1及び第2の並列枝の回路の共振周波数を異なるように設定することで、少なくとも2つの周波数で共振することを特徴とする。

【0012】

上記非相反伝送線路装置において、上記第1の並列枝の回路は、容量性素子と、誘導性素子との直列回路とを含むことを特徴とする。

【0013】

また、上記非相反伝送線路装置において、上記第2の並列枝の回路は、誘導性素子を含むことを特徴とする。

【0014】

さらに、上記非相反伝送線路装置において、

上記直列枝の回路は、

隣接する各单位セル回路間に接続された容量性素子と、

上記伝送線路部分の長手方向を有するように並置された3本のストリップ導体と、

上記3本のストリップ導体のうち、両端のストリップ導体の間に配置されたストリップ導体の実質的な中央部に接続された容量性素子とを含むことを特徴とする。

10

【0015】

第2の発明にかかるアンテナ装置は、

上記非相反伝送線路装置と、

上記非相反伝送線路装置にマイクロ波を入力する給電線路とを備えたことを特徴とする。

【発明の効果】

【0016】

従って、本発明にかかる非相反伝送線路装置及びそれを用いたアンテナ装置によれば、伝搬方向により非相反メタマテリアル伝送線路の動作が少なくとも2周波の帯域で可能となる。さらに共振構造を採用することにより、高効率ビーム走査アンテナ装置が少なくとも2周波で動作可能となり、マルチバンド動作が可能になる。

20

【図面の簡単な説明】

【0017】

【図1A】従来例にかかるシングルバンドの非相反右手/左手系複合(CRLH)メタマテリアル伝送線路の単位セル回路20Sの等価回路を示す回路図である。

【図1B】実施形態にかかるデュアルバンドの非相反右手/左手系複合(CRLH)メタマテリアル伝送線路の単位セル回路20の等価回路を示す回路図である。

30

【図2】実施形態にかかるデュアルバンドの非相反右手/左手系複合(CRLH)メタマテリアル伝送線路の非平衡型分散曲線の一例を示すグラフである。

【図3】実施形態にかかるデュアルバンドの非相反右手/左手系複合(CRLH)メタマテリアル伝送線路の平衡型分散曲線の一例を示すグラフである。

【図4】実施形態にかかるデュアルバンドの非相反右手/左手系複合(CRLH)メタマテリアル伝送線路の構成例を示す斜視図である。

【図5】図4のA-A'線についての縦断面図である。

【図6】図4のデュアルバンドの非相反右手/左手系複合(CRLH)メタマテリアル伝送線路の単位セル回路20の詳細構成例を示す平面図である。

【図7】図4のデュアルバンドの非相反右手/左手系複合(CRLH)メタマテリアル伝送線路の単位セル回路20を示す図6と、等価回路との対応関係を示す模式図である。

40

【図8A】比較例にかかる並列枝の回路と伝送線路のみからなる単位セル回路20Aの構成例を示す平面図である。

【図8B】図8Aの単位セル回路20AのSパラメータの周波数特性を示すグラフである。

【図9A】比較例にかかる直列枝の回路と伝送線路のみからなる単位セル回路20Bの構成例を示す平面図である。

【図9B】図9Aの単位セル回路20BのSパラメータの周波数特性を示すグラフである。

【図10】実施形態にかかる、直列枝の回路及び並列枝の回路と伝送線路からなる単位セ

50

ル回路 20 の S パラメータの周波数特性を示すグラフである。

【図 1 1】図 6 の単位セル回路 20 において、バンドギャップが存在するときの S パラメータの周波数特性を示すグラフである。

【図 1 2 A】図 8 A の単位セル回路 20 A において、パラメータ  $l_s^d$  を 5.2 mm から 5.4 mm に変更したときの S パラメータの周波数特性を示すグラフである。

【図 1 2 B】図 9 A の単位セル回路 20 B において、パラメータ  $C_L^d$  を 0.3 pF から 0.4 pF に変更したときの S パラメータの周波数特性を示すグラフである。

【図 1 3 A】図 8 A の単位セル回路 20 A において、実効磁化  $\mu_0 M_s$  を 105 mT から 178 mT に変更したときの S パラメータの周波数特性を示すグラフである。

【図 1 3 B】図 9 A の単位セル回路 20 B において、実効磁化  $\mu_0 M_s$  を 105 mT から 178 mT に変更したときの S パラメータの周波数特性を示すグラフである。

【図 1 4】図 4 A のデュアルバンドの非相反右手 / 左手系複合 (CRLH) メタマテリアル伝送線路の分散曲線の一部を示すグラフである。

【図 1 5 A】図 4 A のデュアルバンドの非相反右手 / 左手系複合 (CRLH) メタマテリアル伝送線路を用いたアンテナ装置の放射パターンの一例を示す側面図である。

【図 1 5 B】図 4 A のデュアルバンドの非相反右手 / 左手系複合 (CRLH) メタマテリアル伝送線路を用いたアンテナ装置において周波数  $f_{c1} = 5.69$  GHz での放射パターンを示すパターン図である。

【図 1 5 C】図 4 A のデュアルバンドの非相反右手 / 左手系複合 (CRLH) メタマテリアル伝送線路を用いたアンテナ装置において周波数  $f_{c2} = 7.43$  GHz での放射パターンを示すパターン図である。

【図 1 6 A】図 4 A のデュアルバンドの非相反右手 / 左手系複合 (CRLH) メタマテリアル伝送線路の単位セル回路 20 において直列枝の回路の並列共振回路部分の挿入位置を変更したときの単位セル回路 20 C の構成例を示す平面図である。

【図 1 6 B】図 1 6 A の単位セル回路 20 C の S パラメータの周波数特性を示すグラフである。

【図 1 7 A】図 4 A のデュアルバンドの非相反右手 / 左手系複合 (CRLH) メタマテリアル伝送線路の単位セル回路 20 において短絡スタブ回路を単位セル回路の中心位置からずらしたときの単位セル回路 20 D の構成例を示す平面図である。

【図 1 7 B】図 1 7 A の単位セル回路 20 D の S パラメータの周波数特性を示すグラフである。

【発明を実施するための形態】

【0018】

以下、比較例及び本発明に係る実施形態について図面を参照して説明する。なお、以下の実施形態において、同一又は同様の構成要素については同一の符号を付している。

【0019】

図 1 A は従来例にかかるシングルバンドの非相反右手 / 左手系複合 (CRLH) メタマテリアル伝送線路の単位セル回路 20 S の等価回路を示す回路図である。また、図 1 B は実施形態にかかるデュアルバンドの非相反右手 / 左手系複合 (CRLH) メタマテリアル伝送線路の単位セル回路 20 の等価回路を示す回路図である。

【0020】

図 1 A 及び図 1 B において、単位セル回路 20, 20 P は、端子 T1, T2 のポート P1 と、端子 T3, T4 のポート P2 との間に、

- (1) 周期長  $p/2$  の 2 個の伝送線路 1, 2 と、
- (2) 2 個の直列枝の回路 61 又は 61 A, 62 又は 62 A と、
- (3) 並列枝の回路 63 又は 63 A と

を備えて構成される。

【0021】

図 1 B のデュアルバンドの非相反 CRLH メタマテリアル伝送線路の単位セル回路 20 は、図 1 A のデュアルバンドの非相反 CRLH メタマテリアル伝送線路の単位セル回路 2

10

20

30

40

50

0 P に比較して、以下の点が異なる。

(1) 図 1 A の 2 個の直列枝の回路 6 1 A , 6 2 A であるインピーダンス  $Z / 2$  をそれぞれ、キャパシタ  $2 C_L^c$  と、インダクタ  $L_R^c / 2$  及びキャパシタ  $2 C_L^d$  の並列共振回路との直列回路 (インピーダンス  $Z_e / 2$ ) からなる直列枝の回路 6 1 , 6 2 に置き換えた。

(2) 図 1 A の並列枝の回路であるアドミタンス  $Y$  (インダクタ  $L_L^c$ ) を、インダクタ  $L_L^c$  と、インダクタ  $L_L^d$  及びキャパシタ  $C_R^d$  の直列回路との並列回路 (アドミタンス  $Y_e$ ) からなる並列枝の回路 6 3 に置き換えた。

すなわち、直列枝の回路 6 1 A , 6 2 A に並列共振回路を挿入し、並列枝の回路 6 3 A に直列共振回路を新たに追加挿入することで、デュアルバンドで動作させることができる。

10

#### 【 0 0 2 2 】

図 1 B に示すデュアルバンド動作可能な非相反 C R L H 伝送線路の単位セル回路の等価回路に対して、直列枝の回路 6 1 , 6 2 に追加した並列共振回路のキャパシタ (合成値) を  $C_L^d$  とし、インダクタ (合成値) を  $L_R^d$  とする。従来例にかかるシングルバンドの直列枝の回路 6 1 A , 6 2 A のキャパシタを  $C_L^c$  とする。並列枝の回路 6 3 に追加した直列共振回路のキャパシタ (合成値) を  $C_R^d$  とし、インダクタ (合成値) を  $L_L^d$  とする。従来例にかかるシングルバンドの並列枝の回路のインダクタを  $L_L^c$  とする。ここで、直列枝の回路 6 1 , 6 2 の合成インピーダンスを  $Z_e$  , 並列枝の回路の合成アドミタンスを  $Y_e$  とする。単位セル回路 2 0 の周期長を  $p$  とする。伝送線路 1 , 2 は非相反 C R L H 線路となっており、伝搬方向により特性インピーダンスと位相定数が異なる。順方向伝搬の特性インピーダンスを  $Z_p$  とし、位相定数を  $\beta_p$  とし、逆方向伝搬の特性インピーダンスを  $Z_m$  とし、位相定数を  $\beta_m$  とする。さらに、次式のようにおく。

20

#### 【 0 0 2 3 】

##### 【 数 1 】

$$\Delta\beta = \frac{\beta_p - \beta_m}{2},$$

$$\bar{\beta} = \frac{\beta_p + \beta_m}{2}$$

$$\Delta Z = \frac{Z_p - Z_m}{2}$$

$$\bar{Z} = \frac{Z_p + Z_m}{2}$$

$$Z_e = \frac{1}{j\omega C_L^c} + \frac{1}{j\omega C_L^d + \frac{1}{j\omega L_R^d}} = \frac{1}{j\omega C_L^c} + \frac{1}{j\omega C_L^d (1 - \frac{\omega_{se}^{d2}}{\omega^2})} \quad (1)$$

40

$$Y_e = \frac{1}{j\omega L_L^c} + \frac{1}{j\omega L_L^d + \frac{1}{j\omega C_R^d}} = \frac{1}{j\omega L_L^c} + \frac{1}{j\omega L_L^d (1 - \frac{\omega_{sh}^{d2}}{\omega^2})}$$

#### 【 0 0 2 4 】

単位セル回路 2 0 の両端に対して周期的境界条件を課すことにより、次のような分散関係式を得る。

#### 【 0 0 2 5 】

50

【数 2】

$$\begin{aligned} \cos\{(\beta - \Delta\beta)p\} = \cos(\bar{\beta}p) + \frac{Z_e Y_e}{2} \left\{ \left( 1 - \frac{\Delta Z^2}{\bar{Z}^2} \right) \cos^2 \left( \frac{\bar{\beta}p}{2} \right) + \frac{\Delta Z^2}{\bar{Z}^2} \right\} \\ + \frac{j}{2} \left\{ \frac{Z_e}{\bar{Z}} + \bar{Z} Y \left( 1 - \frac{\Delta Z^2}{\bar{Z}^2} \right) \right\} \sin(\bar{\beta}p) \quad (2) \end{aligned}$$

【0026】

10

ここで、 $\beta$  は周期構造に沿って伝搬する電磁波の位相定数である。式(2)の右辺は式(1)から分かるように動作角周波数  $\omega$  の関数である。従って、式(2)は動作角周波数  $\omega$  と位相定数  $\beta$  の関係(分散関係)を表す。また、式(2)の構造から、動作角周波数  $\omega$  と位相定数  $\beta$  の関係を図示した分散曲線において、対称軸が  $\beta = 0$  の周波数軸から  $\beta$  軸に沿って、 $\beta = \beta_0$  だけシフトしていることがわかる。このシフト量  $\beta_0$  が対象の伝送線路に対して非相反性を与える。

【0027】

式(2)において、単位セル回路の周期長  $p$  がサブ波長なので、

【数 3】

20

$$\bar{\beta} p \ll 1$$

を仮定し、

【数 4】

$$\cos(\bar{\beta} p), \sin(\bar{\beta} p)$$

をテーラー展開し、二次項まで考慮する。

さらに式(2)に式(1)のインピーダンス  $Z_e$ 、アドミタンス  $Y_e$  を代入し、さらに平衡条件を調べるために  $\beta = \beta_0$  を代入して整理すると、以下の動作角周波数  $\omega$  に関する8次方程式が得られる。

【0028】

30

【数 5】

$$\begin{aligned} \omega^8 - \left[ \omega_{se}^{d^2} + \omega_{sh}^{d^2} + \left\{ \frac{1}{\bar{Z}} \left( \frac{1}{C_L^c} + \frac{1}{C_L^d} \right) + \frac{1}{\bar{Y}} \left( \frac{1}{L_L^c} + \frac{1}{L_L^d} \right) \right\} \frac{\bar{v}}{p} \right] \omega^6 \\ + \left[ \left\{ \frac{1}{\bar{Z}} \left( \frac{1}{C_L^c} + \frac{1}{C_L^d} \right) + \frac{1}{L_L^c \bar{Y}} \right\} \omega_{sh}^{d^2} + \left\{ \frac{1}{\bar{Y}} \left( \frac{1}{L_L^c} + \frac{1}{L_L^d} \right) + \frac{1}{C_L^c \bar{Z}} \right\} \omega_{se}^{d^2} \right] \frac{\bar{v}}{p} + \left( \frac{1}{C_L^c} + \frac{1}{C_L^d} \right) \left( \frac{1}{L_L^c} + \frac{1}{L_L^d} \right) \frac{\bar{v}^2}{p^2} \right] \omega^4 \\ - \left[ \omega_{sh}^{d^2} \omega_{se}^{d^2} \left( \frac{1}{C_L^c \bar{Z}} + \frac{1}{L_L^c \bar{Y}} \right) \frac{\bar{v}}{p} + \left\{ \left( \frac{1}{C_L^c} + \frac{1}{C_L^d} \right) \frac{\omega_{sh}^{d^2}}{L_L^c} + \left( \frac{1}{L_L^c} + \frac{1}{L_L^d} \right) \frac{\omega_{se}^{d^2}}{C_L^c} \right\} \frac{\bar{v}^2}{p^2} \right] \omega^2 \\ + \frac{1}{C_L^c L_L^c} \omega_{sh}^{d^2} \omega_{se}^{d^2} \frac{\bar{v}^2}{p^2} = 0 \quad (3) \end{aligned}$$

40

【0029】

ここで、次式とおいている。

【0030】

【数 6】

$$\bar{Y} = \frac{1}{\bar{Z} \left( 1 - \frac{\Delta Z^2}{\bar{Z}^2} \right)}, \quad \bar{v} = \frac{2v_p v_m}{v_p + v_m}, \quad v_p = \frac{\omega}{\beta_p}, \quad v_m = \frac{\omega}{\beta_m}$$

50

## 【0031】

この式(3)は $\omega^2$ の4次方程式と考えることができる。動作角周波数は $\omega > 0$ なので、 $\omega^2$ を $\omega'$ と置くと、 $\omega'$ に関する4次方程式からの解が4つ得られる。 $\omega'$ が2つの重解を持つとき、2周波でバンドギャップが閉じることが分かる。

## 【0032】

特別な場合として、無損失かつ線路構造の非対称性による $Z_p, Z_m$ の差が小さく、 $Z_p = Z_m = Z_0$ が近似的に成り立つ場合、バンドギャップのない平衡条件は簡単化され以下の二式で表される。

## 【0033】

## 【数7】

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_{se}^{d^2} + \frac{1}{Z_0} \frac{\bar{v}}{p} \left( \frac{1}{C_L^c} + \frac{1}{C_L^d} \right) = \omega_{sh}^{d^2} + \frac{1}{Y_0} \frac{\bar{v}}{p} \left( \frac{1}{L_L^c} + \frac{1}{L_L^d} \right) \\ \frac{\omega_{se}^{d^2}}{Z_0 C_L^c} = \frac{\omega_{sh}^{d^2}}{Y_0 L_L^c} \Leftrightarrow \frac{Z_0}{\sqrt{\frac{L_L^c}{C_L^c}}} = \frac{\sqrt{\frac{L_L^d}{C_L^d}}}{\sqrt{\frac{L_L^d}{C_R^d}}} \end{array} \right.$$

10

20

(4)

## 【0034】

図2は実施形態にかかるデュアルバンドの非相反右手/左手系複合(CRLH)メタマテリアル伝送線路の非平衡型分散曲線の一例を示すグラフである。

## 【0035】

図2から明らかのように、上側バンドでのバンドギャップにおけるカットオフ周波数は、並列枝の回路63のアドミタンス $Y_{sh}$ がゼロとなる並列共振周波数 $f_{sh2}$ と直列枝の回路61, 62のインピーダンス $Z_{se}$ がゼロとなる直列共振周波数 $f_{se2}$ である。バンドギャップの上側及び下側カットオフ周波数は $f_{sh2}$ と $f_{se2}$ のどちらかであり、大小により入れ替わる。下側バンドでも同様にバンドギャップにおけるカットオフ周波数は、並列枝の回路63のアドミタンス $Y_{sh}$ がゼロとなる並列周波数 $f_{sh1}$ と直列枝のインピーダンスがゼロとなる直列共振周波数 $f_{se1}$ である。

30

## 【0036】

以下では、

- (1) 下側バンド下端のカットオフ周波数から動作周波数 $\min(f_{se1}, f_{sh1})$ までの帯域を第1バンドとし、
- (2) 動作周波数 $\max(f_{se1}, f_{sh1})$ から下側バンド上端のカットオフ周波数までの帯域を第2バンドとし、
- (3) 上側バンド下端のカットオフ周波数から動作周波数 $\min(f_{se2}, f_{sh2})$ までの帯域を第3バンドとし、
- (4) 動作周波数 $\max(f_{se2}, f_{sh2})$ から下側バンド上端のカットオフ周波数までの帯域を第4バンドとする。

40

但し、 $\min(X1, X2)$ は変数 $X1$ と $X2$ のうち小さい方の値を表し、 $\max(X1, X2)$ は変数 $X1$ と $X2$ のうち大きい方の値を表す関数である。

## 【0037】

図2の分散曲線において、特別な場合として $f_{sh1} = f_{se1} = f_{c1}$ かつ $f_{sh2} = f_{se2} = f_{c2}$ が満足する場合、第1バンドと第2バンドの間のバンドギャップ及び第3バンドと第4バンドの間のバンドギャップが消失する。以下では、この条件を満たす分散曲線を平衡型と呼ぶことにする。このときの分散曲線を図3に示す。分散曲線が交差

50



する 2 点の動作周波数は下側の周波数から  $f_{c1}$  及び  $f_{c2}$  となる。

【0038】

図 4 は実施形態にかかるデュアルバンドの非相反右手 / 左手系複合 (CRLH) メタマテリアル伝送線路の構成例を示す斜視図である。また、図 5 は図 4 の A - A' 線についての縦断面図である。すなわち、図 4 及び図 5 は、図 1 B に示されたデュアルバンド動作可能な非相反 CRLH 伝送線路の等価回路に対する具体的構造の一例を斜視図として表す。

【0039】

図 4 及び図 5 のデュアルバンドの非相反 CRLH 伝送線路は、裏面に接地導体 11 を有する誘電体基板 10 上に形成されたポート P11 とポート P12 の間において、複数 N 個の単位セル回路 20 が縦続接続されて構成される。ここで、ストリップ導体 21 と接地導体 11 とによりマイクロ波線路 (給電線路) のポート P11 を構成し、ストリップ導体 22 と接地導体 11 とによりマイクロ波線路 (給電線路) のポート P12 を構成する。各単位セル回路 20 においては、一本のフェライトロッド 12 上に、接地導体 11 とストリップ導体 31 ~ 33 からなるマイクロストリップ線路 (伝送線路) を基礎として、容量素子にはチップキャパシタ 41 ~ 44 を用い、誘導素子としては 2 種類の短絡スタブ回路を挿入して構成している。図 5 に示すように、第 1 の誘導性絡スタブ回路は、ストリップ導体 34 及び接地されたピア導体 35 を備えて構成され、キャパシタ 44 を介してストリップ導体 31 に接続される。また、第 2 の誘導性絡スタブ回路は、ストリップ導体 33 及び接地されたピア導体 36 を備えて構成され、ストリップ導体 33 に接続される。

【0040】

次いで、数値計算に用いた共通の構造パラメータを以下の通りである。

(1) 単位セル回路の線路長 (長手方向の周期)  $p = 5 \text{ mm}$ 、セル数  $N = 5$ 、誘電体基板 10 の幅  $w_e = 15 \text{ mm}$ 、基板長  $l_e = 35.5 \text{ mm}$ 、フェライトロッド 12 の幅  $w_f = 1.8 \text{ mm}$ 、フェライトロッド 12 の長さ  $l_f = 25.5 \text{ mm}$ 。

(2) 短絡スタブ回路用のピア導体 35, 35 の半径  $r = 0.5 \text{ mm}$ 、ストリップ導体 31 ~ 34 の厚さ  $d_c = 18 \mu\text{m}$ 、誘電体基板 10 の厚さ  $d = 0.8 \text{ mm}$ 、誘電体基板 10 の誘電率  $\epsilon_f = 2.62$ 、フェライトロッド 12 の比誘電率  $\epsilon_f = 15$ 、フェライトロッド 12 の実効磁化  $\mu_0 M_s = 105 \text{ mT}$ 、内部直流磁界  $\mu_0 H_0 = 30 \text{ mT}$ 。

(3) ポート P11, P12 のストリップ導体 21, 22 の幅  $w_p = 3.5 \text{ mm}$ 、その長さ  $l_p = 5 \text{ mm}$ 。

【0041】

図 6 は図 4 のデュアルバンドの非相反右手 / 左手系複合 (CRLH) メタマテリアル伝送線路の単位セル回路 20 の詳細構成例を示す平面図である。図 6 において、単位セル回路 20 の構造パラメータは以下の通りである。

【0042】

(1) ストリップ導体 31, 32, 33 の線路幅 (合計値)  $w = 1.8 \text{ mm}$ 、線路長  $l = 4.5 \text{ mm}$ 、3 本に分かれたストリップ導体 31, 32, 33 の線路幅  $w_t = 0.4 \text{ mm}$ 、同線路長  $l_t = 3.5 \text{ mm}$ 。

(2) 直列枝の回路 61, 62 に挿入される並列共振回路内のチップキャパシタ  $C_L^d = 0.3 \text{ pF}$ 、直列枝の回路 61, 62 に挿入されるチップキャパシタ (両端)  $C_L^c = 0.3 \text{ pF}$ 。

(3) 並列枝の回路 63 に挿入される直列共振回路内のチップキャパシタ  $C_R^d = 0.1 \text{ pF}$ 。

(4) 図 6 の上側に挿入された短絡スタブ回路のストリップ導体 36 の幅  $w_s^c = 2 \text{ mm}$ 、同スタブ長 (ストリップ導体 36 の長さ)  $l_s^d = 0.8 \text{ mm}$ 。

(5) 図 6 の下側に挿入された短絡スタブ回路のストリップ導体 34 の幅  $w_s^d = 1 \text{ mm}$ 、同スタブ長 (ストリップ導体 34 及びピア導体 35 の長さ)  $l_s^d = 5.2 \text{ mm}$ 。

【0043】

図 7 は、図 4 のデュアルバンドの非相反右手 / 左手系複合 (CRLH) メタマテリアル伝送線路の単位セル回路 20 を示す図 6 と、等価回路との対応関係を示す模式図である。

## 【 0 0 4 4 】

次いで、図 8 A ~ 図 1 0 B を参照して、数値シミュレーションによる構成手順として、バンドギャップのない平衡型線路の構成法について以下に説明する。

## 【 0 0 4 5 】

図 8 A は比較例にかかる並列枝の回路と伝送線路のみからなる単位セル回路 2 0 A の構成例を示す平面図である。また、図 8 B は図 8 A の単位セル回路 2 0 A の S パラメータの周波数特性を示すグラフである。

## 【 0 0 4 6 】

図 8 A の単位セル回路 2 0 A では、図 7 に示した単位セル回路 2 0 を構成する要素のうち、マイクロストリップ線路である伝送線路に対して並列枝の回路の要素のみが挿入された線路構造の場合の散乱パラメータ（透過係数  $S_{21}$  ,  $S_{12}$  及び反射係数  $S_{11}$  ,  $S_{22}$  ）を示す。数値計算に用いたパラメータは図 6 の場合と同じ値である。

10

## 【 0 0 4 7 】

この散乱パラメータから並列枝の回路 6 3 のアドミタンス  $Y_e$  と伝送線路 1 , 2 の並列アドミタンスとの合成アドミタンスがゼロとなる 2 つの並列共振周波数  $f_{sh1}$  と  $f_{sh2}$  が求められる。ここでは、反射係数  $S_{11}$  ,  $S_{22}$  が - 3 d B 低下する周波数をカットオフ周波数として考える。ここで得られるカットオフ周波数  $f_{sh1}$  及び  $f_{sh2}$  は 2 つのバンド間のバンドギャップの大きさに関係する。詳細は後の図 1 1 で説明する。また、構造パラメータの選択によっては、図 8 B に示すように 4 つのバンドが現れない場合があるので、構成の際には、4 つのバンド全てが現れるように構造パラメータの組み合わせを

20

## 【 0 0 4 8 】

図 9 A は比較例にかかる直列枝の回路と伝送線路のみからなる単位セル回路 2 0 B の構成例を示す平面図である。また、図 9 B は図 9 A の単位セル回路 2 0 B の S パラメータの周波数特性を示すグラフである。図 9 A の単位セル回路 2 0 B は、図 7 に示した単位セル回路 2 0 を構成する要素のうち、マイクロストリップ線路である伝送線路に対して、直列枝の回路の要素のみが挿入された線路構造の場合の散乱パラメータ（透過係数  $S_{21}$  ,  $S_{12}$  及び反射係数  $S_{11}$  ,  $S_{22}$  ）を示す。

## 【 0 0 4 9 】

この散乱パラメータから直列枝の回路 6 1 , 6 2 のインピーダンス  $Z_e$  と伝送線路 1 , 2 の直列枝インピーダンスとの合成インピーダンスがゼロとなる 2 つの直列共振周波数  $f_{se1}$  と  $f_{se2}$  が得られる。ここで得られるカットオフ周波数  $f_{se1}$  及び  $f_{se2}$  も 2 バンド間のバンドギャップの大きさに関係する。図 8 B の場合と同様に、構造パラメータの選択によっては図に示すように 4 つのバンドが現れない場合があるので、構成の際には、4 つのバンド全てが現れるように構造パラメータの組み合わせを限定する必要がある。

30

## 【 0 0 5 0 】

図 1 0 は実施形態にかかる、直列枝の回路及び並列枝の回路と伝送線路からなる単位セル回路 2 0 の S パラメータの周波数特性を示すグラフである。この単位セル回路 2 0 は、直列枝の回路 6 1 , 6 2 の素子と、並列枝の回路 6 3 の素子を両方考慮して、本実施形態にかかるデュアルバンド非相反 C R L H 伝送線路の散乱パラメータを図 1 0 に示す。

40

## 【 0 0 5 1 】

図 8 B で求められる並列枝の回路 6 3 の並列共振の第 1 周波数を  $f_{sh1} = 5 . 8 \text{ GHz}$  とし、図 9 B で求められる直列枝の直列共振の第 1 周波数を  $f_{se1} = 5 . 2 \text{ GHz}$  として複合構造を構成することにより、図 1 0 の結果を得ている。

## 【 0 0 5 2 】

図 1 0 から明らかなように、第 1 バンドと第 2 バンドの間のバンドギャップが閉じていることが分かる。このように、あらかじめ並列共振周波数と直列共振周波数を一致させず、今回の線路構造の場合、並列共振の第 1 周波数  $f_{sh1}$  を直列共振の第 1 周波数  $f_{se1}$  より 6 0 0 M H z 程高く構成しておく必要があることが分かる。第 1 バンドと第 2 バン

50

ドの境界に相当する周波数が  $f_{c1} = 5.61 \text{ GHz}$  となっており、複合構造の周波数  $f_{c1}$  は並列共振の第1周波数  $f_{sh1}$  と、直列共振の第1周波数  $f_{se1}$  の間に挟まれた帯域内の周波数になることが分かる。

【0053】

一方、図8Bで求められる並列枝の回路63の並列共振の第2周波数を  $f_{sh2} = 7.5 \text{ GHz}$  とし、図9Bで求められる直列枝の回路61, 62の直列共振の第2周波数を  $f_{se1} = 7.3 \text{ GHz}$  として構成することにより、第3バンドと第4バンドの間のバンドギャップが閉じていることが図10から確認できる。上側のバンドにおいても、並列共振の第2周波数  $f_{sh2}$  と、直列共振の第2周波数  $f_{se2}$  を一致させず、図10の場合、並列共振の第2周波数  $f_{sh2}$  を直列共振の第2周波数  $f_{se2}$  より  $200 \text{ MHz}$  程高く構成しておく必要があることが分かる。第3バンドと第4バンドの境界に相当する周波数が  $f_{c2} = 7.43 \text{ GHz}$  となっており、複合構造の周波数は、並列共振の第2周波数  $f_{sh2}$  と、直列共振の第2周波数  $f_{se2}$  の間に挟まれたバンド内の周波数になることが分かる。

10

【0054】

図11は図6の単位セル回路20において、バンドギャップが存在するときのSパラメータの周波数特性を示すグラフである。

【0055】

伝送線路の構造パラメータを十分調整しないと、第1バンドと第2バンドの間、また第3バンドと第4バンドの間にバンドギャップが存在する結果となる。このときの散乱パラメータの一例を図11に示す。周期構造のBragg散乱によって生じる第2バンドと第3バンドの間のバンドギャップの大きさも、構造パラメータにより変化することが図10と図11の比較により分かる。周波数  $f_{sh1-2}$  と周波数  $f_{se1-2}$  を合わせることでバンド間のバンドギャップを小さくすることができる。

20

【0056】

ここで、周期構造のBragg散乱によって生じる第2バンドと第3バンドの間のバンドギャップが大きいと、図11のように第2バンドと第3バンドの帯域幅が狭くなってしまふので、このバンドギャップをできるだけ小さくするように構造パラメータを調整する必要がある。

【0057】

図12Aは図8Aの単位セル回路20Aにおいて、パラメータ  $l_s^d$  を  $5.2 \text{ mm}$  から  $5.4 \text{ mm}$  に変更したときのSパラメータの周波数特性を示すグラフである。また、図12Bは図9Aの単位セル回路20Bにおいて、パラメータ  $C_L^d$  を  $0.3 \text{ pF}$  から  $0.4 \text{ pF}$  に変更したときのSパラメータの周波数特性を示すグラフである。

30

【0058】

等価回路に含まれる回路パラメータは全部で  $w, l, w_t, l_t, C_L^d, C_L^c, C_R^d, w_s^c, l_s^d$  があり、各回路パラメータが各共振周波数に及ぼす影響は異なる。この影響を具体的に示す1つ目の例として、図8Aの並列枝の回路63の素子と伝送線路のみからなる単位セル回路20Aにおいて、直列共振回路からなる短絡スタブ長を  $l_s^d = 5.2 \text{ mm}$  から  $l_s^d = 5.4 \text{ mm}$  に変更した場合のカットオフ周波数の変化の様子を図12Aに示している。2つ目の例として、図9Aの直列枝の回路61, 62の素子と伝送線路のみからなる単位セル回路20Bにおいて、直列枝の回路61, 62に挿入された並列共振回路内のキャパシタンスを  $C_L^d = 0.3 \text{ pF}$  から  $C_L^d = 0.4 \text{ pF}$  に変更した場合のカットオフ周波数の変化の様子を図12Bに示す。

40

【0059】

図13Aは図8Aの単位セル回路20Aにおいて、実効磁化  $\mu_0 M_s$  を  $105 \text{ mT}$  から  $178 \text{ mT}$  に変更したときのSパラメータの周波数特性を示すグラフである。また、図13Bは図9Aの単位セル回路20Bにおいて、実効磁化  $\mu_0 M_s$  を  $105 \text{ mT}$  から  $178 \text{ mT}$  に変更したときのSパラメータの周波数特性を示すグラフである。

【0060】

50

フェライトロッド12の実効磁化が $\mu_0 M_s = 105 \text{ mT}$ 、及び $178 \text{ mT}$ の2通りの場合の散乱パラメータの比較を図13A及び図13Bに示す。図13A及び13Bにはそれぞれ、それぞれ並列枝の回路63の素子のみが挿入された場合、直列枝の回路61、62の素子のみが挿入された場合の散乱パラメータを示す。図13A及び図13Bの結果からわかるように、実効磁化の変化により、直列共振周波数だけでなく並列共振周波数も大きく変化する。パラメータ調整においてこの点も考慮する必要がある。

【0061】

図14は図4Aのデュアルバンドの非相反右手/左手系複合(CRLH)メタマテリアル伝送線路の分散曲線の一例を示すグラフである。

【0062】

数値計算に用いた線路構造の単位セル回路20は図10Aと同一であり、平衡型の場合である。第1バンドと第2バンドの境界に相当し、分散曲線の下側の交点に対応する周波数 $f_{c1} = 5.69 \text{ GHz}$ において、非相反性は $p/\omega = -0.087$ となり、これは第3バンドと第4バンドの境界に相当し、分散曲線の上側の交点に対応する周波数 $f_{c2} = 7.43 \text{ GHz}$ で非相反性は $p/\omega = -0.107$ となっており、いずれの帯域においても非相反性が発現していることが確認できる。

【0063】

図15Aは図4Aのデュアルバンドの非相反右手/左手系複合(CRLH)メタマテリアル伝送線路を用いたアンテナ装置の放射パターンの一例を示す側面図である。また、図15Bは図4Aのデュアルバンドの非相反右手/左手系複合(CRLH)メタマテリアル伝送線路を用いたアンテナ装置において周波数 $f_{c1} = 5.69 \text{ GHz}$ での放射パターンを示すパターン図である。さらに、図15Cは図4Aのデュアルバンドの非相反右手/左手系複合(CRLH)メタマテリアル伝送線路を用いたアンテナ装置において周波数 $f_{c2} = 7.43 \text{ GHz}$ での放射パターンを示すパターン図である。図15Aのアンテナ装置は図4の非相反CRLH伝送線路を用いたアンテナ装置であって、非相反CRLH伝送線路の両端のポートP11又はP12から所定のマイクロ波信号を入力したときに、当該非相反CRLH伝送線路から対応する電磁波を放射することで、アンテナ装置として構成する。

【0064】

図15Aに示すように、放射方向の角度を定める。図14に示す分散曲線で交点に対応する2周波として、周波数 $5.61 \text{ GHz}$ 及び $7.48 \text{ GHz}$ での放射パターンを図15B及び図15Cに示す。

【0065】

図15B及び図15Cから明らかなように、動作周波数 $5.61 \text{ GHz}$ 及び $7.48 \text{ GHz}$ では、電磁波の伝搬方向に関わらず、放射方向がほぼ同じ向きとなっており、それぞれビーム放射角が $-18^\circ$ となっていることを数値計算により確認できる。なお、分散曲線から算出される動作周波数と放射パターンから推定される動作周波数は若干のずれが存在している。

【0066】

図16Aは図4Aのデュアルバンドの非相反右手/左手系複合(CRLH)メタマテリアル伝送線路の単位セル回路20において直列枝の回路の並列共振回路部分の挿入位置を変更したときの単位セル回路20Cの構成例を示す平面図である。また、図16Bは図16Aの単位セル回路20CのSパラメータの周波数特性を示すグラフである。

【0067】

等価回路としては同じであっても、具体的な構成方法によっては、構成が難しくなる場合がある。図16Aに示す比較例の単位セル回路20Cは、等価回路に基づいて構成しているが、並列共振回路部分を、単位セル回路20Cの左右に二箇所配置した構造となっている。ここで、43a~43dは当該並列共振回路部分のキャパシタである。構造パラメータは並列枝の回路63のアドミタンス $Y_0$ がゼロとなる並列共振周波数と直列枝の回路61、62のインピーダンス $Z_0$ がゼロとなる直列共振周波数が一致するように調整した

10

20

30

40

50

上で非相反CRLH伝送線路を構成したときの構造パラメータで数値計算した結果である。しかし、直列枝の回路61, 62の素子と、並列枝の回路63の素子を両方含めた非相反CRLH伝送線路の場合、本来消失すべき第3バンドと第4バンドの間のバンドギャップが大きくなっていることが分かる。以上のことから、直列枝の回路61, 62に挿入される並列共振回路部分は、セルの中心に配置する方が、構成するのに容易であることが分かる。

【0068】

図17Aは図4Aのデュアルバンドの非相反右手/左手系複合(CRLH)メタマテリアル伝送線路の単位セル回路20において短絡スタブ回路を単位セル回路20Dの中央線CLからずらしたときの単位セル回路20Dの構成例を示す平面図である。また、図17Bは図17Aの単位セル回路20DのSパラメータの周波数特性を示すグラフである。

10

【0069】

等価回路としては同じであるが、具体的な構造の場合、構成が困難になる別の例として、並列枝の回路63に挿入される2種類の短絡スタブ回路が単位セル回路の中心ラインからずれた位置に挿入された場合を図17Aに示す。ここでは、構造パラメータは並列枝の回路63の並列共振周波数と、直列枝の回路の直列共振周波数が一致するように調節して、非相反CRLH伝送線路の伝送特性を数値計算した結果を表している。図17Bから明らかのように、第1バンドと第2バンドの間のバンドギャップが大きくなっていることが分かる。以上のように、並列枝の回路63に挿入される2種類の短絡スタブはセルの中心ライン付近に挿入する方が構成しやすいことが分かる。

20

【0070】

以上説明したように、好ましい実施形態を示す図6の単位セル回路20では、以下のよう構成することが好ましい。

(1) 直列枝の回路61, 62の並列共振部分は単位セル回路20の実質的な中央部(中心位置)に置く方が良い。

(2) 並列枝の回路63の2種類の短絡スタブ回路を単位セル回路20の中心ラインに挿入することが好ましい。

【0071】

以上の点を踏まえて、図6に示すように、直列枝の回路61, 62の並列共振回路部分を中央のマイクロストリップ線路を構成するストリップ導体32の中央部に、キャパシタ42が当該単位セル回路20の中央に位置するように挿入し、対称性を保つためにキャパシタ42の外側に誘導性素子形成のために二本の細線のストリップ導体31, 33が形成されている。また、並列枝の回路63の2種類の短絡スタブ回路は、マイクロストリップ線路(伝送線路)の両側(図6の上下方向)にそれぞれ短絡スタブ回路、及び直列共振回路部分として、キャパシタンスを挿入した短絡スタブ回路を挿入する。

30

【0072】

以上の実施形態にかかる非相反CRLH伝送線路は、単位セル回路20を少なくとも1つ備えて構成すればよい。

【0073】

以上の実施形態において、容量性素子又は誘導性素子は等価的に構成されるものであってもよい。例えば等価的な容量性素子は導体間の空隙により形成され、等価的な誘導性素子は所定幅のストリップ導体で形成可能である。

40

【産業上の利用可能性】

【0074】

以上詳述したように、本発明によれば、伝搬方向により非相反メタマテリアル伝送線路の動作が少なくとも2周波の帯域で可能となる。さらに共振構造を採用することにより、高効率ビーム走査アンテナ装置が少なくとも2周波で動作可能となり、マルチバンド動作が可能になる。

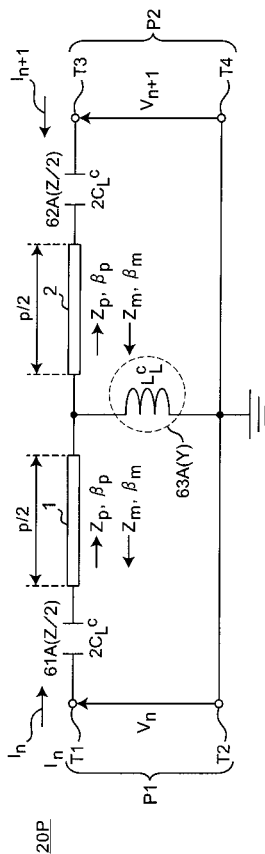
【符号の説明】

【0075】

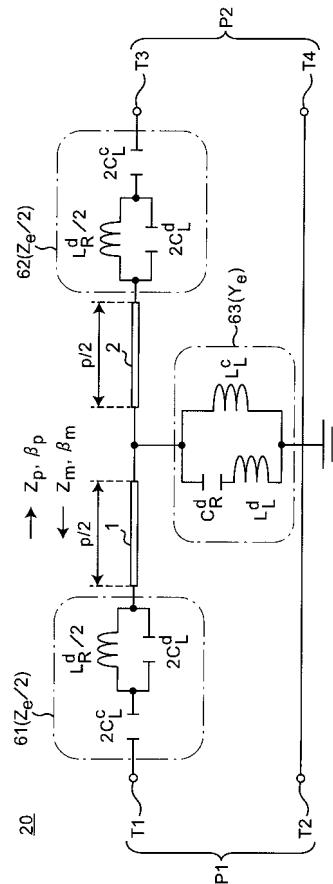
50

- 1, 2 ... 伝送線路、
- 10 ... 誘電体基板、
- 11 ... 接地導体、
- 12 ... フェライトロッド、
- 20 ... 単位セル回路、
- 21 ~ 34, 36 ... ストリップ導体、
- 35 ... ビア導体、
- 41 ~ 44 ... キャパシタ、
- 50 ... 電磁石、
- 61, 62 ... 直列枝の回路、
- 63 ... 並列枝の回路、
- P1, P2, P11, P12 ... ポート、
- T1 ~ T4 ... 端子。

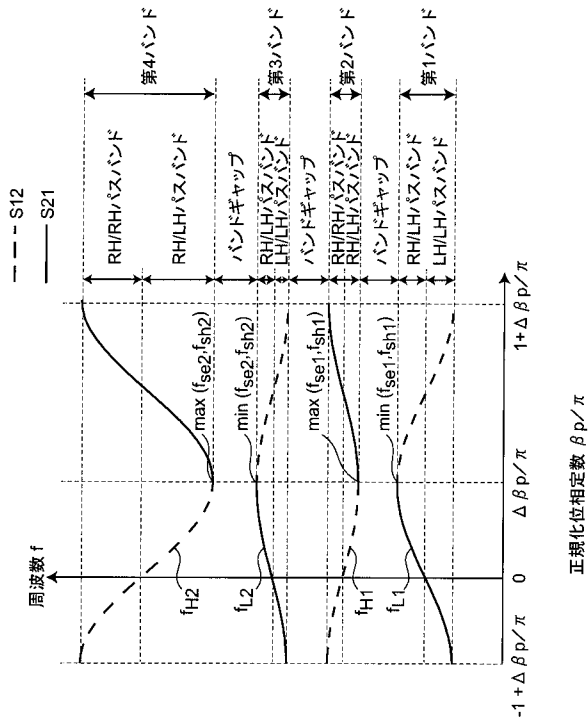
【 図 1 A 】



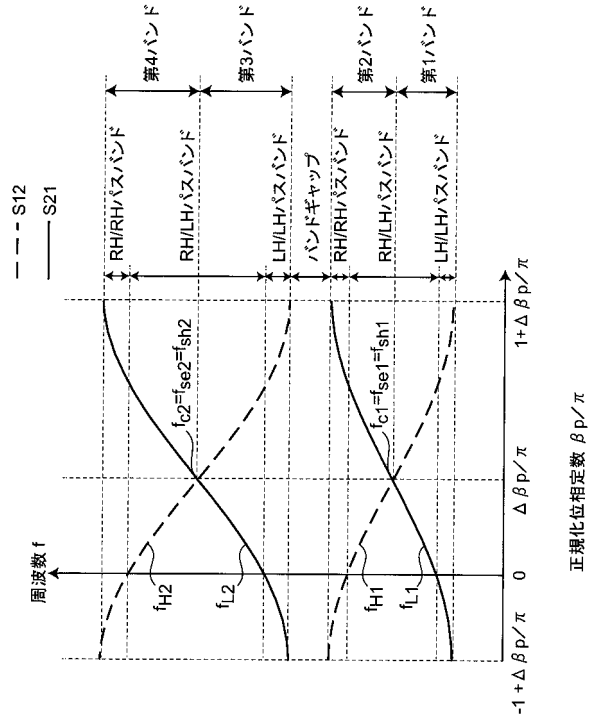
【 図 1 B 】



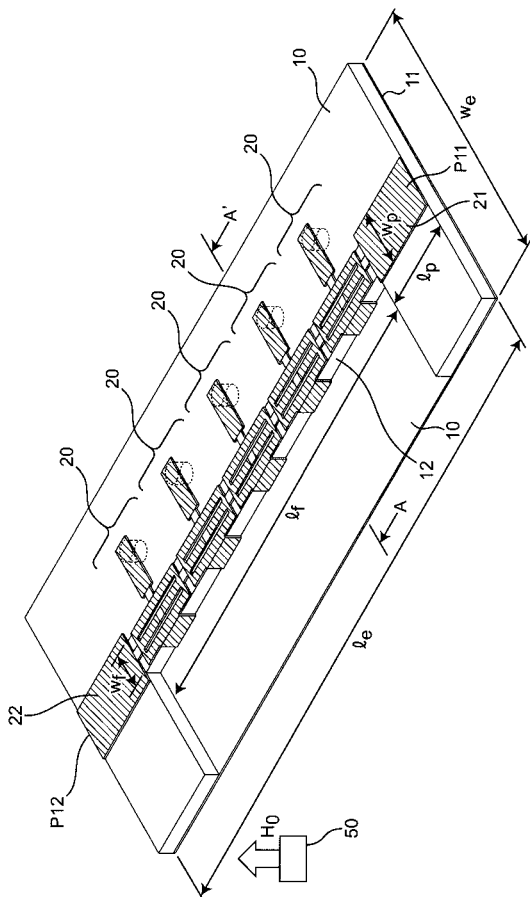
【 図 2 】



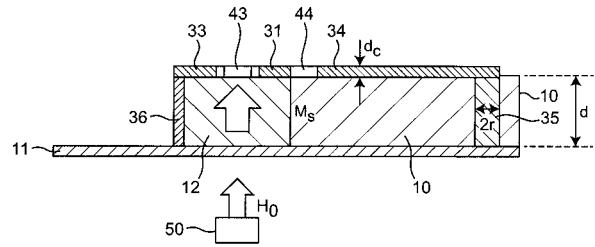
【 図 3 】



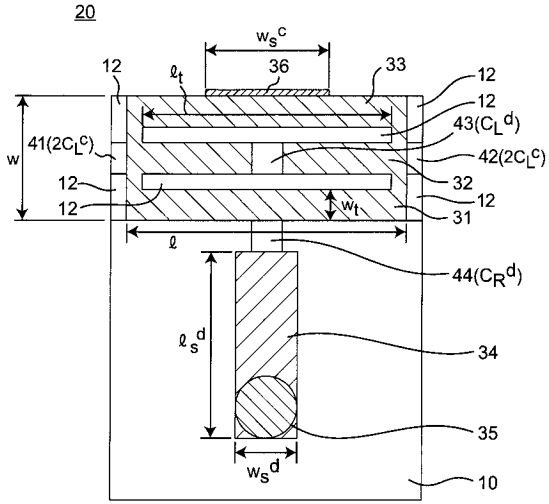
【 図 4 】



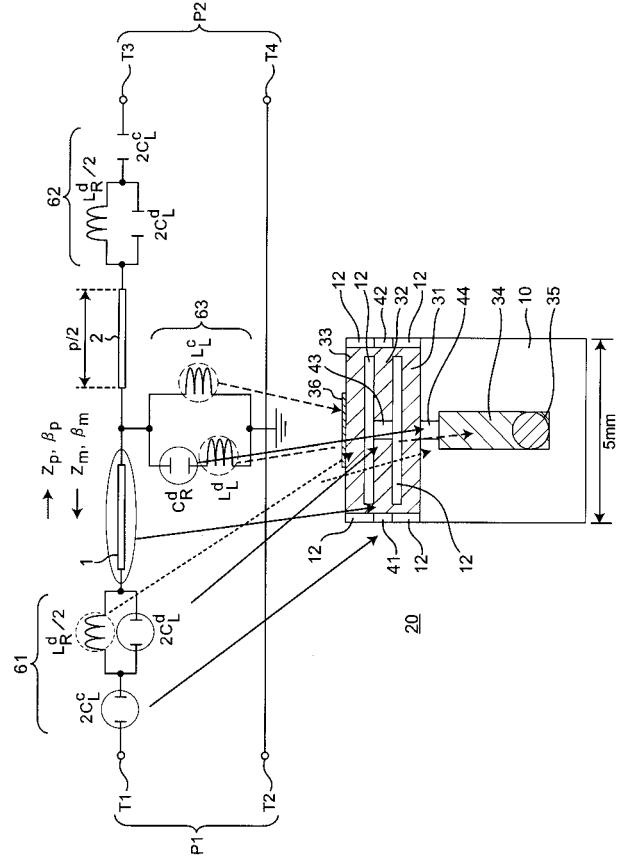
【 図 5 】



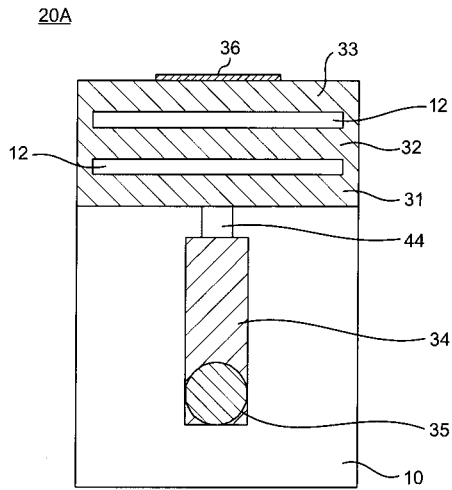
【 図 6 】



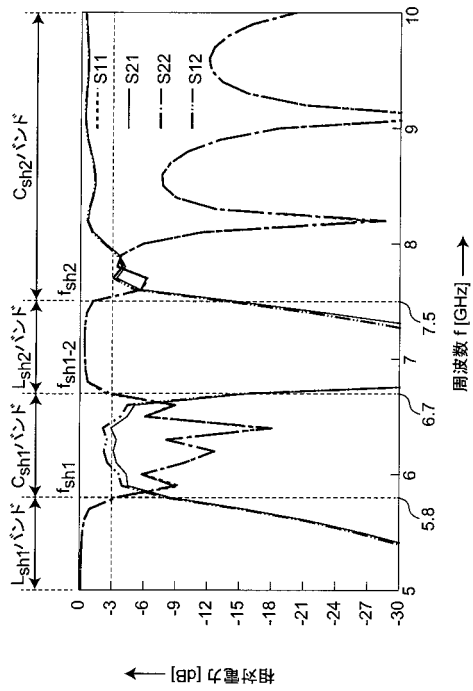
【 図 7 】



【 図 8 A 】

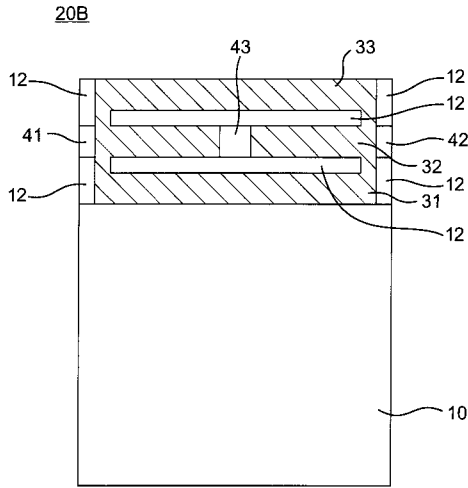


【 図 8 B 】

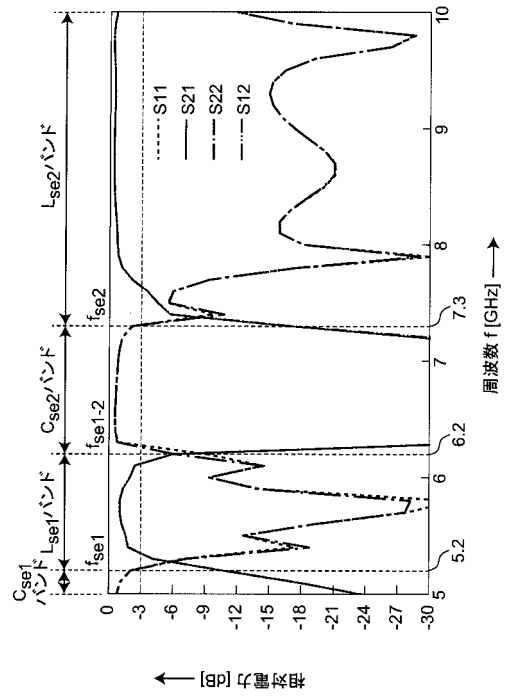




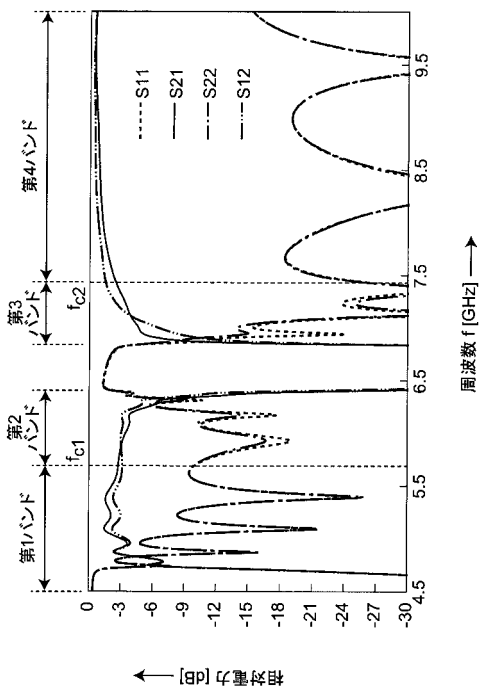
【図9A】



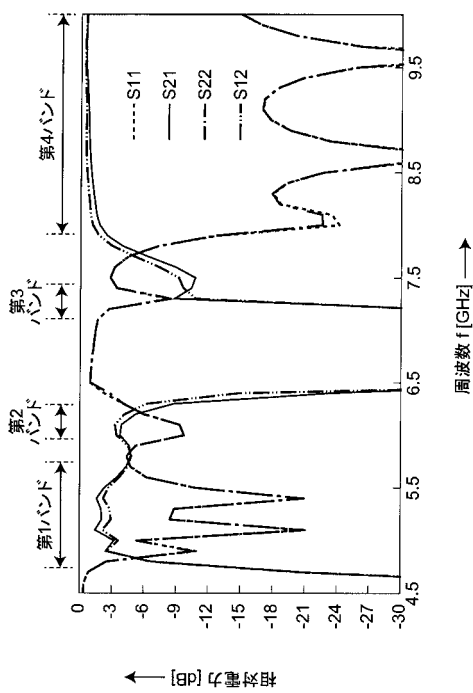
【図9B】



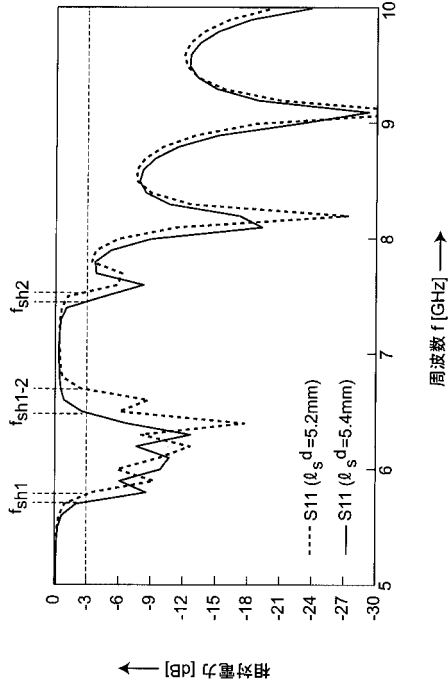
【図10】



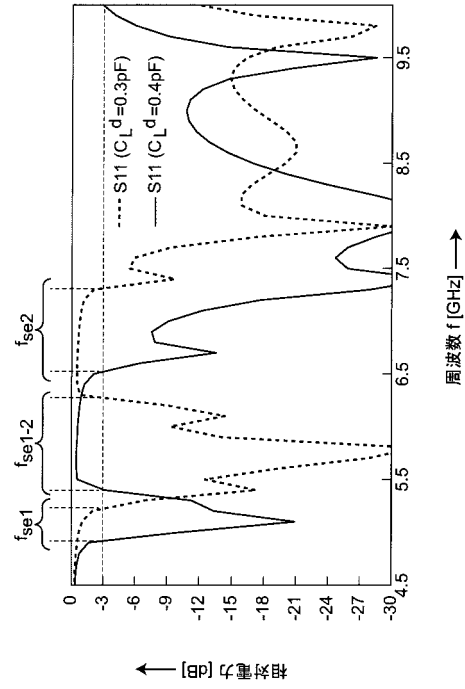
【図11】



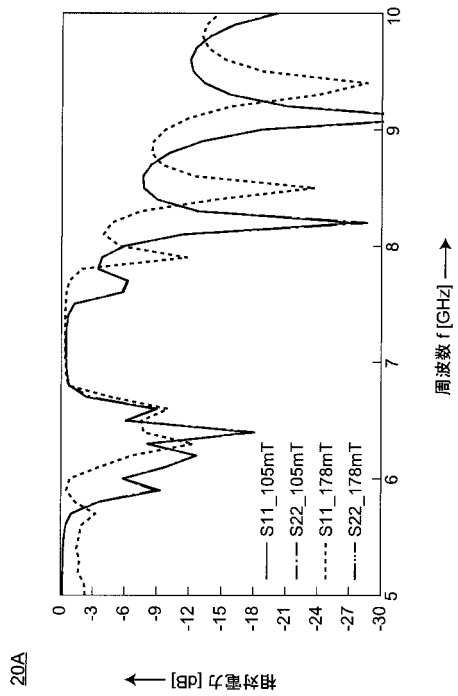
【図 1 2 A】



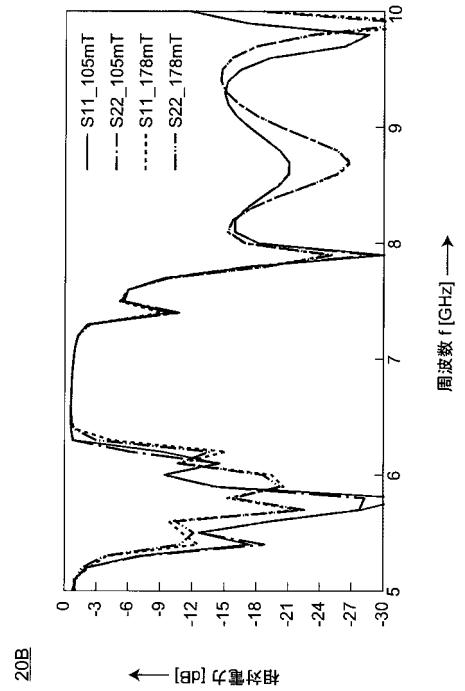
【図 1 2 B】



【図 1 3 A】



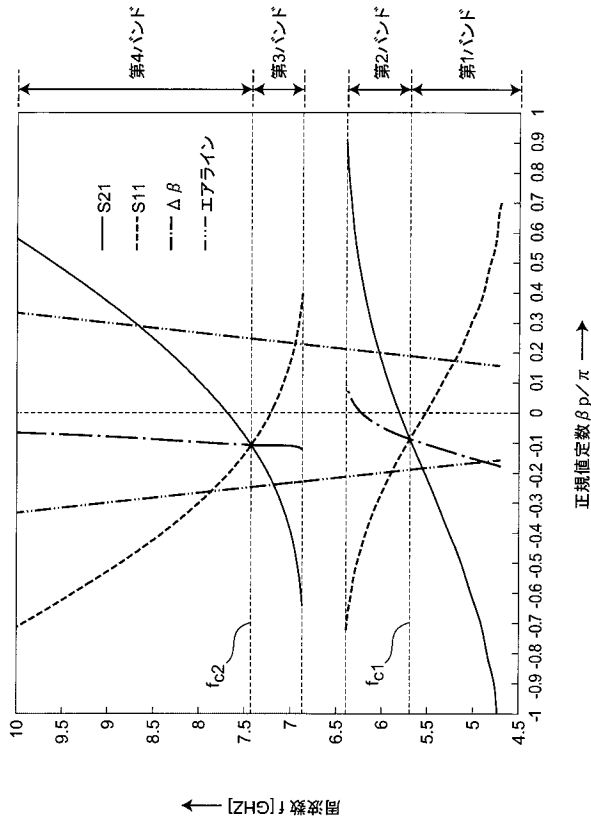
【図 1 3 B】



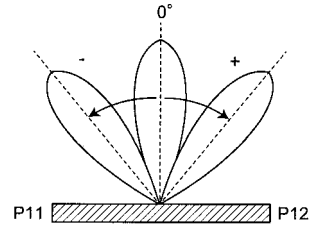
20A

20B

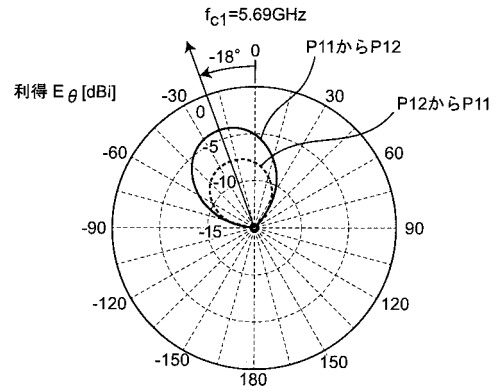
【図14】



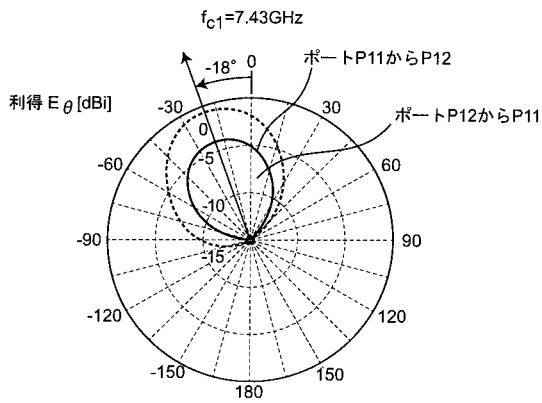
【図15A】



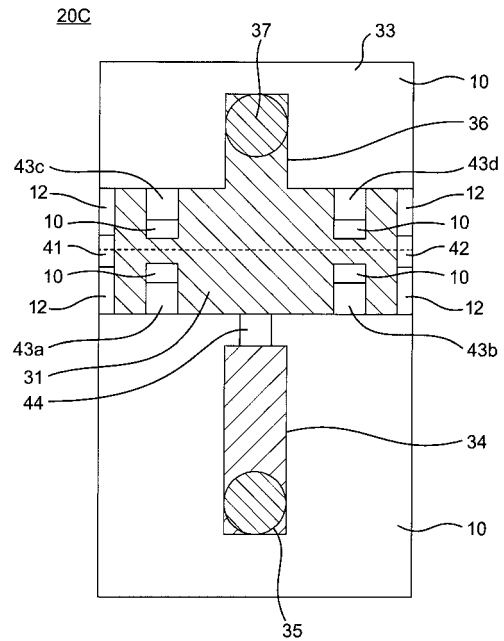
【図15B】



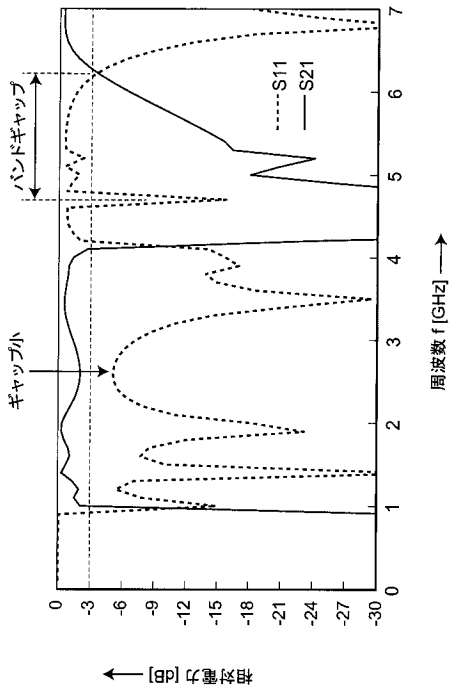
【図15C】



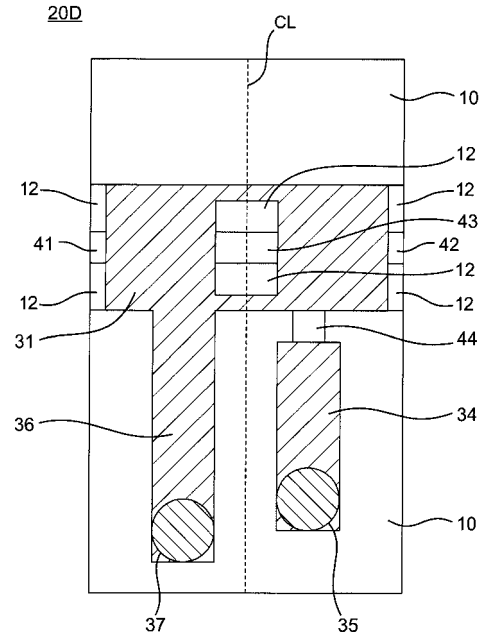
【図16A】



【図 16 B】



【図 17 A】



【図 17 B】

